

日 本 国 特 許 庁

PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

Jc978 U.S. PTO

09/785939



別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて
いる事項と同一であることを証明する。 #3

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed
with this Office.

出 願 年 月 日

Date of Application:

2000年 2月18日

出 願 番 号

Application Number:

特願2000-046799

出 願 人

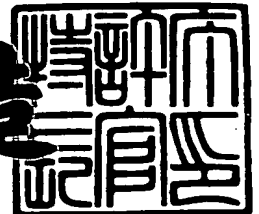
Applicant (s):

株式会社デンソー

2000年12月22日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2000-3106773

【書類名】 特許願

【整理番号】 IP4392

【提出日】 平成12年 2月18日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04J 11/00

【発明者】

 【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

 【氏名】 桑原 雅宏

【発明者】

 【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

 【氏名】 澤田 学

【特許出願人】

 【識別番号】 000004260

 【氏名又は名称】 株式会社デンソー

【代理人】

 【識別番号】 100100022

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 伊藤 洋二

 【電話番号】 052-565-9911

【選任した代理人】

 【識別番号】 100108198

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 三浦 高広

 【電話番号】 052-565-9911

【選任した代理人】

 【識別番号】 100111578

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 水野 史博

 【電話番号】 052-565-9911

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 038287

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 OFDM用受信装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 複数の情報信号と複数の既知信号が周波数軸上に配置され、この配置は、前記複数の既知信号が前記複数の情報信号の間に分散し、前記複数の既知信号のうち最も周波数の低い側にある既知信号よりも周波数の低い側に情報信号が位置し、かつ前記複数の既知信号のうち最も周波数の高い側にある既知信号よりも周波数の高い側に情報信号が位置するようになっており、この配置が時間方向に同じものになっている OFDM 信号を受信し、この OFDM 信号から前記情報信号と前記既知信号をそれぞれ抽出する手段と、

前記抽出された既知信号を用いて既知信号の伝送路応答を算出する手段と、

前記算出された既知信号の伝送路応答を用いて、前記既知信号間に位置している情報信号、前記周波数の低い側に位置している情報信号、および前記周波数の高い側に位置している情報信号の伝送路特性を推定する手段と、

前記推定された情報信号の伝送路特性を用いて前記抽出された情報信号の振幅と位相の補正を行う手段と

を備えたことを特徴とする OFDM 用受信装置。

【請求項 2】 複数の情報信号と複数の既知信号が周波数軸上に配置され、この配置は、前記複数の既知信号が前記複数の情報信号の間に分散し、前記複数の既知信号のうち最も周波数の低い側にある既知信号よりも周波数の低い側に情報信号が位置し、かつ前記複数の既知信号のうち最も周波数の高い側にある既知信号よりも周波数の高い側に情報信号が位置するようになっており、この配置が時間方向に同じものになっている OFDM 信号を受信し、この OFDM 信号から前記情報信号と前記既知信号をそれぞれ抽出する手段と、

前記抽出された既知信号を用いて既知信号の伝送路応答を算出する手段と、

前記算出された既知信号の伝送路応答を用い、直線補間によって、前記既知信号間に位置している情報信号、前記周波数の低い側に位置している情報信号、および前記周波数の高い側に位置している情報信号の伝送路特性を推定する手段と

前記推定された情報信号の伝送路特性を用いて前記抽出された情報信号の振幅と位相の補正を行う手段と

を備えたことを特徴とする OFDM 用受信装置。

【請求項 3】 前記情報信号の伝送路特性を推定する手段は、前記最も周波数の低い側にある既知信号の伝送路応答と、その既知信号よりも周波数の高い側に隣接した既知信号の伝送路応答により、前記周波数の低い側に位置している情報信号の伝送路特性を推定し、前記最も周波数の高い側にある既知信号の伝送路応答と、その既知信号よりも周波数の低い側に隣接した既知信号の伝送路応答により、前記周波数の高い側に位置している情報信号の伝送路特性を推定するものであることを特徴とする請求項 2 に記載の OFDM 用受信装置。

【請求項 4】 複数の情報信号と複数の既知信号が周波数軸上に配置され、この配置は、前記複数の既知信号が前記複数の情報信号の間に分散し、前記複数の既知信号のうち最も周波数の低い側にある既知信号よりも周波数の低い側に情報信号が位置し、かつ前記複数の既知信号のうち最も周波数の高い側にある既知信号よりも周波数の高い側に情報信号が位置するようになっており、この配置が時間方向に同じものになっている OFDM 信号を受信し、この OFDM 信号から前記情報信号と前記既知信号をそれぞれ抽出する手段と、

前記抽出された既知信号を用いて既知信号の伝送路応答を算出する手段と、

前記算出された既知信号の伝送路応答を用い、Sinc 関数による補間によって、前記既知信号間に位置している情報信号、前記周波数の低い側に位置している情報信号、および前記周波数の高い側に位置している情報信号の伝送路特性を推定する手段と、

前記推定された情報信号の伝送路特性を用いて前記抽出された情報信号の振幅と位相の補正を行う手段と

を備えたことを特徴とする OFDM 用受信装置。

【請求項 5】 前記情報信号の伝送路特性を推定する手段は、前記抽出された既知信号のそれぞれの伝送路応答を求め、既知信号の伝送路応答と Sinc 関数の最大値を一致するようにし、その Sinc 関数が他の既知信号の伝送路応答のほぼゼロ点を通り、それぞれの Sinc 関数を合成することにより補間を行う

ものであることを特徴とする請求 4 に記載の OFDM 用受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、直交周波数分割多重 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) 方式を用いた通信システムにおける OFDM 用受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

最近の無線通信システムにおいて、データや画像等の大容量な情報をデジタル値として有線のみならず無線で伝送することが要求されている。その際、BPSK や QPSK 等の位相の違いを利用して位相に情報を載せて変調する位相シフトキーイング (Phase Shift Keying) だけでなく、16QAM や 64QAM 等のように位相、振幅の違いも利用して位相と振幅に情報を載せて変調する直交振幅変調 (Quadrature Amplitude Modulation) を用いることが必須になってきている。このような 16QAM や 64QAM の直交振幅変調で変調された信号を送信機から送信し、伝送路を経て受信機で受信し、同期検波することで元のデータ列に復調することができる。

【0003】

このとき、伝送路が有線であればさほど問題はないが、伝送路が無線の場合、フェージング等の劣悪な伝送路により、受信した信号の振幅や位相に大きな歪みが生じる。この伝送路による歪みを軽減する方法として、送信機と受信機で同じ既知のパイロット信号 (既知信号) を保持し、そのパイロット信号を送信機から送信し、受信機で受信したパイロット信号と受信機が保持しているパイロット信号とを用いて伝送路応答を求め、その伝送路応答を補間し伝送路推定することにより、受信したデータ信号 (情報信号) の振幅と位相を補正する技術がある。

【0004】

例えば、特開平 11-163822 号公報では、OFDM 方式を用いた通信システム信号に利用し、受信した OFDM 信号に含まれるデータ信号の振幅と位相

の歪みを補正する技術が記載されている。

【 0 0 0 5 】

【発明が解決しようとする課題】

特開平 1 1 - 1 6 3 8 2 2 号公報に記載されたものは、地上デジタル放送方式における OFDM 用受信装置である。このため、図 1 8 に示すような欧州 DVB-T システム等における OFDM 信号のフォーマットを用いることを前提としている。この図 1 8 において、縦方向は時間方向（シンボル）、横方向は周波数方向（キャリア）を示している。また、図中の白丸はデータシンボル（データ信号）、黒丸はパイロットシンボル（パイロット信号）である。パイロットシンボルは、12 本毎のキャリア周波数に伝送されており、4 シンボル後に同一のサブキャリア周波数となるように巡回的に配置されている。そして、特開平 1 1 - 1 6 3 8 2 2 号公報の OFDM 用受信装置は、図 1 8 に示すようなフォーマットの OFDM 信号に対して、受信したデータ信号の振幅と位相の歪みを補正し、周波数軸上での等化を行うようにしている。

【 0 0 0 6 】

OFDM 信号のフォーマットとしては、上記した地上デジタル放送用のもの以外に、MMAC (Multimedia Mobile Access Communication) 用の OFDM 信号フォーマットがある。この OFDM 信号フォーマットは、例えば、図 1 9 に示すように、周波数方向に、0～4、5～17、18～29、30～42、43～47 のデータ信号（図中の白丸）が配置され、それぞれの間にパイロット信号（図中の黒丸）が分散して配置されている。また、それらの配置は、時間方向に同じになっている。このような OFDM 信号フォーマットの場合、4 つのパイロット信号うち最も周波数の低い側にあるパイロット信号よりも周波数の低い側に 0～4 のデータ信号が配置され、また 4 つのパイロット信号のうち最も周波数の高い側にあるパイロット信号よりも周波数の高い側に 43～47 のデータ信号が配置される。このように OFDM 信号フォーマットが図 1 8 のものと図 1 9 のものでは異なっているため、特開平 1 1 - 1 6 3 8 2 2 号公報の OFDM 用受信装置では、図 1 9 に示すような MMAC 用の OFDM 信号フォーマットに対して、受信したデータ信号の振幅と位相の補正を適正に行うことはできない。

【 0 0 0 7 】

本発明は上記問題に鑑みたもので、MMAC用のOFDM信号フォーマットに対し、受信したデータ信号の振幅と位相の補正を適正に行うことができるOFDM用受信装置を提供することを目的とする。

【 0 0 0 8 】

【課題を解決するための手段】

上記目的を達成するため、請求項1に記載の発明では、MMAC用のOFDM信号フォーマットのOFDM信号を受信し、このOFDM信号から情報信号と既知信号をそれぞれ抽出する手段と、

抽出された既知信号を用いて既知信号の伝送路応答を算出する手段と、

算出された既知信号の伝送路応答を用いて、既知信号間に位置している情報信号、複数の既知信号のうち最も周波数の低い側にある既知信号よりも周波数の低い側に位置している情報信号、および複数の既知信号のうち最も周波数の高い側にある既知信号よりも周波数の高い側に位置している情報信号の伝送路特性を推定する手段と、

推定された情報信号の伝送路特性を用いて抽出された情報信号の振幅と位相の補正を行う手段と

を備えたOFDM用受信装置を特徴としている。

【 0 0 0 9 】

このことにより、MMAC用のOFDM信号フォーマットに対し、受信した情報信号の振幅と位相の補正を適正に行うことができる。

【 0 0 1 0 】

この場合、上記した情報信号の伝送路特性の推定としては、請求項2に記載の発明のような直線補間あるいは請求項5に記載の発明のようなSinc関数による補間を用いて行うことができる。

【 0 0 1 1 】

直線補間を用いた場合には、請求項3に記載の発明のように、最も周波数の低い側にある既知信号の伝送路応答と、その既知信号よりも周波数の高い側に隣接した既知信号の伝送路応答により、周波数の低い側に位置している情報信号の伝

送路特性を推定し、最も周波数の高い側にある既知信号の伝送路応答と、その既知信号よりも周波数の低い側に隣接した既知信号の伝送路応答により、周波数の高い側に位置している情報信号の伝送路特性を推定するようにすれば、既知信号で挟まれた位置にない情報信号に対しても、その伝送路特性を推定することができる。

【 0 0 1 2 】

また、 Sinc 関数による補間を用いた場合には、請求項 5 に記載の発明のように、抽出された既知信号のそれぞれの伝送路応答を求め、既知信号の伝送路応答と Sinc 関数の最大値を一致するようにし、その Sinc 関数が他の既知信号の伝送路応答のほぼゼロ点を通り、それぞれの Sinc 関数を合成することにより補間を行うようにするのが好ましい。

【 0 0 1 3 】

【発明の実施の形態】

図 1 に、図 1 9 に示す MMAC 用の OFDM 信号フォーマットを用いた通信システムにおける OFDM 用受信装置の構成を示す。この OFDM 用受信装置は、アンテナ 1、受信部 2、FFT（高速フーリエ変換）処理部 3、データ抽出部 4、パイロット抽出部 5、パイロット発生部 6、複素除算部 7、補間部 8、複素除算部 9、復調部 10 で構成されている。

【 0 0 1 4 】

図 1 9 に示す OFDM 信号の信号フォーマットで送信された OFDM 信号は、アンテナ 1 で受信される。受信部 2 は、アンテナ 1 で受信した OFDM 信号を RF 受信処理、タイミング再生処理等を行って、ベースバンドの OFDM 信号に変換する。FFT 処理部 3 は、受信部 2 で処理されたベースバンドの OFDM 信号を周波数軸方向の信号である $Y(1, k)$ [但し、 $k = 0 \sim 51$] に変換する。なお、1 はシンボル、 k は周波数軸方向に配置された信号の番号を示す。

【 0 0 1 5 】

データ抽出部 4 は、FFT 処理部 3 で処理された周波数軸方向の信号から図 1 9 の OFDM 信号フォーマットにあるデータ信号 $Y(1, k_d)$ [但し、 $k_d = 0 \sim 47$] のみを抽出する。また、パイロット抽出部 5 は、FFT 処理部 3 で処

理された周波数軸方向の信号から図 1 9 の OFDM 信号フォーマットにあるパイロット信号 $Y(1, k_p)$ [但し、 $k_p = 0 \sim 3$] のみを抽出する。

【0016】

一方、パイロット発生部 6 は、送信側と同じ振幅と位相を持ったパイロット信号 $X(1, k_p)$ [但し、 $k_p = 0 \sim 3$] を発生する。複素除算部 7 は、パイロット抽出部 5 からのパイロット信号をパイロット発生部 6 からのパイロット信号で複素除算を行い、パイロット信号の伝送路応答 $H(1, k_p)$ [但し、 $k_p = 0 \sim 3$] を算出する。

【0017】

補間部 8 は、パイロット信号の伝送路応答を用い、その補間を行って、データ信号の伝送路を推定した伝送路推定値 $H'(1, k)$ [但し、 $k = 0 \sim 47$] を算出する。具体的には、図 1 9 に示す 4 つのパイロット信号を用い、その補間を行って、 $0 \sim 4$ 、 $5 \sim 17$ 、 $18 \sim 29$ 、 $30 \sim 42$ 、 $43 \sim 47$ のデータ信号の伝送路特性を推定した伝送路推定値 $H'(1, k)$ [但し、 $k = 0 \sim 47$] を算出する。この場合、その補間としては、例えば、後述する直線補間あるいは Sinc 関数による補間を用いることができる。

【0018】

複素除算部 9 は、データ抽出部 4 からのデータ信号を補間部 8 からのデータ信号の伝送路を推定した伝送路推定値で複素除算を行い、振幅と位相が補正されたデータ信号 $Y'(1, k_d)$ [但し、 $k_d = 0 \sim 47$] を算出する。

【0019】

復調部 10 は、複素除算部 9 から出力されたデータ信号を用いて、各データ信号の復調を行い、デジタルデータ列に変換して出力する。

【0020】

次に、上記した補間部 8 の補間として、直線補間を行う実施形態と、 Sinc 関数により補間を行う実施形態についてそれぞれ説明する。

(直線補間を行う場合の実施形態)

この実施形態では、補間部 8 において、図 2 に示すように、パイロット信号の伝送路応答 $H(1, k_p)$ [但し、 $k_p = 0 \sim 3$] を用い、直線的に補間する

ことで、データ信号の伝送路を推定した伝送路推定値 $H' (1, k)$ [但し、 $k = 0 \sim 47$] を算出する。

【 0 0 2 1 】

図 3 に、直線補間を行う補間部 8 の具体的な構成を示す。

【 0 0 2 2 】

この直線補間部 8 は、加算部 21～23、除算部 24～26、および伝送路推定部 27～31 から構成されている。複素除算部 7 で算出されたパイロット信号の伝送路応答 $H (1, k_p)$ [但し、 $k_p = 0 \sim 3$] は、加算部 21、加算部 22、加算部 23 に入力される。加算部 21、加算部 22、加算部 23 は、隣接したパイロット信号の伝送路応答の差をそれぞれ算出する。加算部 21 の出力は、除算部 24 に入力され、定数 14 で除算される。これは、5～17 のデータ信号の両側にあるパイロット信号間の間隔が 14 であるためで、その除算結果 p_{01} は、パイロット信号間の傾きを表す。同様に、加算部 22 の出力は、除算部 25 に入力され、定数 13 で除算される。また、加算部 23 の出力は、除算部 26 に入力され、定数 14 で除算される。そして、除算部 25、26 から除算結果 p_{12} 、 p_{23} がそれぞれ出力される。

【 0 0 2 3 】

伝送路推定部 27 は、除算部 24 から出力された値 p_{01} とパイロット信号の伝送路応答 $H (1, 0)$ を用いて、図 2 のデータ信号の伝送路推定値 $H' (1, 0) \sim H' (1, 4)$ を算出し、伝送路推定部 28 は、除算部 24 から出力された値 p_{01} とパイロット信号の伝送路応答 $H (1, 0)$ を用いて、図 2 のデータ信号の伝送路推定値 $H' (1, 5) \sim H' (1, 17)$ を算出し、伝送路推定部 29 は、除算部 25 から出力された値 p_{12} とパイロット信号の伝送路応答 $H (1, 1)$ を用いて、図 2 のデータ信号の伝送路推定値 $H' (1, 18) \sim H' (1, 29)$ を算出し、伝送路推定部 30 は、除算部 26 から出力された値 p_{23} とパイロット信号の伝送路応答 $H (1, 2)$ を用いて、図 2 のデータ信号の伝送路推定値 $H' (1, 30) \sim H' (1, 42)$ を算出し、伝送路推定部 31 は、除算部 26 から出力された値 p_{23} とパイロット信号の伝送路応答 $H (1, 3_p)$ を用いて、図 2 のデータ信号の伝送路推定値 $H' (1, 43) \sim H' (1, 4$

7) を算出する。

【0024】

図4に、伝送路推定部27の具体的な構成を示す。この伝送路推定部27では、除算部24から出力された値 $p01$ をパイロット信号の伝送路応答 $H(1, 0)$ から順に減算していった、データ信号の伝送路推定値 $H'(1, 4) \sim H'(1, 0)$ を算出する。

【0025】

具体的には、パイロット信号の伝送路応答 $H(1, 0)$ と $p01$ の差により加算部271で伝送路推定値 $H'(1, 4)$ を算出する。また、加算部271にて算出された伝送路推定値 $H'(1, 4)$ と $p01$ の差により加算部272で伝送路推定値 $H'(1, 3)$ を算出する。また、加算部272にて算出された伝送路推定値 $H'(1, 3)$ と $p01$ の差により加算部273で伝送路推定値 $H'(1, 2)$ を算出する。また、加算部273にて算出された伝送路推定値 $H'(1, 2)$ と $p01$ の差により加算部274にて伝送路推定値 $H'(1, 1)$ を算出する。また、加算部274にて算出された伝送路推定値 $H'(1, 1)$ と $p01$ の差により加算部275で伝送路推定値 $H'(1, 0)$ を算出する。

【0026】

図5に、伝送路推定部28の具体的な構成を示す。この伝送路推定部28では、パイロット信号の伝送路応答 $H(1, 0)$ に除算部24から出力された値 $p01$ を順に加算していった、データ信号の伝送路推定値 $H'(1, 5) \sim H'(1, 17)$ を算出する。

【0027】

具体的には、 $p01$ に乗算部281の定数値1を乗算し、続いて加算部284でパイロット信号の伝送路応答 $H(1, 0)$ と加算して伝送路推定値 $H'(1, 5)$ を算出する。また、 $p01$ に乗算部282の定数値2を乗算し、続いて加算部285でパイロット信号の伝送路応答 $H(1, 0)$ を加算して伝送路推定値 $H'(1, 6)$ を算出する。以後、同様な乗算、加算処理を行い、そして最終段の乗算部283、加算部286から伝送路推定値 $H'(1, 17)$ を算出する。

【0028】

図 6 に、伝送路推定部 2 9 の具体的な構成を示す。この伝送路推定部 2 9 の構成は、図 5 に示すものと同様の構成で、乗算部 2 9 1、2 9 2、…、2 9 3、および加算部 2 9 4、2 9 5、…、2 9 6 を備え、パイロット信号の伝送路応答 $H(1, 1)$ に除算部 2 5 から出力された値 p_{12} を順に加算していった、データ信号の伝送路推定値 $H'(1, 18) \sim H'(1, 29)$ を算出する。

【 0 0 2 9 】

図 7 に、伝送路推定部 3 0 の具体的な構成を示す。この伝送路推定部 3 0 の構成は、図 5 に示すものと同様の構成で、乗算部 3 0 1、3 0 2、…、3 0 3、および加算部 3 0 4、3 0 5、…、3 0 6 を備え、パイロット信号の伝送路応答 $H(1, 2)$ に除算部 2 6 から出力された値 p_{23} を順に加算していった、データ信号の伝送路推定値 $H'(1, 30) \sim H'(1, 42)$ を算出する。

【 0 0 3 0 】

図 8 に、伝送路推定部 3 1 の具体的な構成を示す。この伝送路推定部 3 1 の構成は、図 4 に示すものと同様の構成で、加算部 3 1 1、3 1 2、3 1 3、3 1 4、3 1 5 を備え、除算部 2 6 から出力された値 p_{23} をパイロット信号の伝送路応答 $H(1, 3)$ から順に加算していった、データ信号の伝送路推定値 $H'(1, 43) \sim H'(1, 47)$ を算出する。

【 0 0 3 1 】

以上述べたように、4 つのパイロット信号の伝送路応答を用いた直線補間を行うことによって、4 つのパイロット信号のそれぞれの間に挟まれた位置にあるデータ信号の伝送路推定値 $H'(1, 5) \sim H'(1, 17)$ 、 $H'(1, 18) \sim H'(1, 29)$ 、 $H'(1, 30) \sim H'(1, 42)$ を算出し、またパイロット信号で挟まれていない低周波数側のデータ信号に対しては、それより周波数の高い側にある隣接した 2 つのパイロット信号の伝送路応答を用いた直線補間によって、伝送路推定値 $H'(1, 0) \sim H'(1, 4)$ を算出し、またパイロット信号で挟まれていない高周波数側のデータ信号に対しては、それより周波数の低い側にある隣接した 2 つのパイロット信号の伝送路応答を用いた直線補間によって、伝送路推定値 $H'(1, 43) \sim H'(1, 47)$ を算出することができる。従って、図 1 9 に示す MMAC 用の OFDM 信号フォーマットを用いた通

信システムにおいても、各データ信号の伝送路特性を推定した伝送路推定値 H' (1, k) [但し、 $k = 0 \sim 47$] を得ることができる。

【0032】

図9に、上記のOFDM用受信装置について、伝送路を2波レイリーフェージング環境を想定した場合における計算機シミュレーションによるビット誤り率 (BER) を示す。

【0033】

また、シミュレーションの主なパラメータとして、最大ドップラー周波数を52 Hz、OFDM信号のサブキャリア数を52 (データキャリア48本+パイロットキャリア4本)、有効シンボル長を3.2 μ s、ガードインタバル長を800 ns、変調方式を16QAMで行った。

【0034】

この図9から、上記した実施形態によりデータ信号の等化を行った場合には、平均C/N (キャリアとノイズのパワー比) が高くなるほどビット誤り率が低くなり、またDUR (直接波と遅延波のパワーの比) が大きいくなるほどビット誤り率が低くなることがわかる。

(Sin関数による補間を行う場合の実施形態)

この実施形態では、補間部8において、図10に示すように、パイロット信号の伝送路応答 $H(1, k_p)$ [但し、 $k_p = 0 \sim 3$] を用い、Sinc関数により補間することで、データ信号の伝送路を推定した伝送路推定値 H' (1, k) [但し、 $k = 0 \sim 47$] を算出する。

【0035】

なお、Sinc関数は、 $\sin(x)/x$ で表される関数である。また、図10中の曲線Aは、その最大値が伝送路応答 $H(1, 0)$ と一致し、かつ伝送路応答 $H(1, 1)$ 、伝送路応答 $H(1, 2)$ 、伝送路応答 $H(1, 3)$ のほぼゼロ点を通るものであり、曲線Bは、その最大値が伝送路応答 $H(1, 1)$ と一致し、かつ伝送路応答 $H(1, 0)$ 、伝送路応答 $H(1, 2)$ 、伝送路応答 $H(1, 3)$ のほぼゼロ点を通るものであり、曲線Cは、その最大値が伝送路応答 $H(1, 2)$ と一致し、伝送路応答 $H(1, 0)$ 、伝送路応答 $H(1, 1)$ 、伝送路応

答H (1, 3) のほぼゼロ点を通るものであり、曲線Dは、その最大値が伝送路
 応答H (1, 3) と一致し、伝送路応答H (1, 0)、伝送路応答H (1, 1)
 、伝送路応答H (1, 2) のほぼゼロ点を通るものである。

【 0 0 3 6 】

図 1 1 に、S i n c 関数により補間を行う補間部 8 の具体的な構成を示す。

【 0 0 3 7 】

このS i n c 関数による補間部 8 は、推定処理部 4 1、4 2、…、4 3、…、
 4 4 から構成されている。推定処理部 4 1、4 2、…、4 3、…、4 4 は、パイロ
 ット信号の伝送路応答H (1, k_p) [但し、 $k_p = 0 \sim 3$]) を用いて、S i
 n c 関数による補間を行い、データ信号の伝送路を推定した伝送路推定値H' (1, k) [但し、 $k = 0 \sim 47$] をそれぞれ出力する。

【 0 0 3 8 】

推定処理部 4 1、4 2、…、4 3、…、4 4 は、同様の構成のものであるので
 、 k 番目の推定処理部 4 3 を用いてその構成および作動を説明する。図 1 2 に、
 k 番目の推定処理部 4 3 の具体的な構成を示す。

【 0 0 3 9 】

図 1 2 において、データ信号の伝送路推定値H' (1, k) の定数値 k が係数
 α 演算回路 4 3 2、係数 β 演算回路 4 3 3、係数 γ 演算回路 4 3 4、係数 ε 演算
 回路 4 3 5に入力される。

【 0 0 4 0 】

係数 α 演算回路 4 3 2 では、図 1 3 に示すように、定数値 k からブロック 4 3
 2 1 の定数値 5 を引き、引いた値に乗算部 4 3 2 2 の値を乗算し、その乗算値を
 α とする。この値 α は、図 1 2 に示すS i n c 関数部 4 3 6 に入力され、このS
 i n c 関数部 4 3 6 で値 α に対するS i n c 関数の値が求められる。このこと
 により、図 1 0 に示す曲線A上で k 番目のデータ信号に対するS i n c 関数の値が
 求められる。そして、そのS i n c 関数の値とパイロット信号の伝送路応答H (1, 0) とが乗算部 4 5 0 で乗算される。その乗算結果は、パイロット信号の伝
 送路応答H (1, 0) による k 番目のデータ信号の伝送路推定値H' (1, k)
 への関係値となる。

【0041】

また、係数 β 演算回路433では、図14に示すように、定数値 k からブロック4331の定数値19を引き、引いた値に乗算部4332の値を乗算し、その乗算値を β とする。この値 β は、図12に示すSinc関数部437に入力され、このSinc関数部437で値 β に対するSinc関数の値が求められる。このことにより、図10に示す曲線B上で k 番目のデータ信号に対するSinc関数の値が求められる。そして、そのSinc関数の値とパイロット信号の伝送路応答 $H(1, 1)$ とが乗算部451で乗算される。その乗算結果は、パイロット信号の伝送路応答 $H(1, 1)$ による k 番目のデータ信号の伝送路推定値 $H'(1, k)$ への関係値となる。

【0042】

また、係数 γ 演算回路434では、図15に示すように、定数値 k からブロック4341の定数値32を引き、引いた値に乗算部4342の値を乗算し、その乗算値を γ とする。この値 γ は、図12に示すSinc関数部438に入力され、このSinc関数部438で値 γ に対するSinc関数の値が求められる。このことにより、図10に示す曲線C上で k 番目のデータ信号に対するSinc関数の値が求められる。そして、そのSinc関数の値とパイロット信号の伝送路応答 $H(1, 2)$ とが乗算部452で乗算される。その乗算結果は、パイロット信号の伝送路応答 $H(1, 2)$ による k 番目のデータ信号の伝送路推定値 $H'(1, k)$ への関係値となる。

【0043】

また、係数 ε 演算回路435では、図16に示すように、定数値 k からブロック4351の定数値46を引き、引いた値に乗算部4352の値を乗算し、その乗算値を ε とする。この値 ε は、図12に示すSinc関数部439に入力され、このSinc関数部439で値 ε に対するSinc関数の値が求められる。このことにより、図10に示す曲線D上で k 番目のデータ信号に対するSinc関数の値が求められる。そして、そのSinc関数の値とパイロット信号の伝送路応答 $H(1, 3)$ とが乗算部453で乗算される。その乗算結果は、パイロット信号の伝送路応答 $H(1, 3)$ による k 番目のデータ信号の伝送路推定値 $H'(1, k)$ への関係値となる。

1、 k) への関係値となる。

【0 0 4 4】

そして、加算部 4 5 4 で、乗算部 4 5 0 ~ 4 5 3 の乗算結果を加算することにより、 k 番目のデータ信号の伝送路推定値 $H' (1, k)$ が求められる。

【0 0 4 5】

以上述べたように、パイロット信号の伝送路応答 $H (1, k_p)$ [但し、 $k_p = 0 \sim 3$] を用いて Sinc 関数により補間することで、データ信号の伝送路を推定した伝送路推定値 $H' (1, k)$ [但し、 $k = 0 \sim 47$] を算出することができる。

【0 0 4 6】

図 1 7 に、上記の OFDM 用受信装置について、伝送路を 2 波レイリーフェージング環境を想定した場合における計算機シミュレーションによるビット誤り率 (BER) を示す。

【0 0 4 7】

また、シミュレーションの主なパラメータとして、最大ドップラー周波数を 52 Hz、OFDM 信号のサブキャリア数を 52 (データキャリア 48 本 + パイロットキャリア 4 本)、有効シンボル長を 3.2 μs 、ガードインタバル長を 800 ns、変調方式を 16 QAM で行った。

【0 0 4 8】

この図 1 7 から、上記した実施形態によりデータ信号の等化を行った場合には、平均 C/N (キャリアとノイズのパワー比) が高くなるほどビット誤り率が低くなり、また DUR (直接波と遅延波のパワーの比) が大きいくなるほどビット誤り率が低くなることわかる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の一実施形態に係る OFDM 用受信装置の構成を示す図である。

【図 2】

直線補間を行う場合の説明に供する図である。

【図 3】

直線補間を行う場合の補間部 8 の構成を示す図である。

【図 4】

図 3 中の伝送路推定部 2 7 の具体的な構成を示す図である。

【図 5】

図 3 中の伝送路推定部 2 8 の具体的な構成を示す図である。

【図 6】

図 3 中の伝送路推定部 2 9 の具体的な構成を示す図である。

【図 7】

図 3 中の伝送路推定部 3 0 の具体的な構成を示す図である。

【図 8】

図 3 中の伝送路推定部 3 1 の具体的な構成を示す図である。

【図 9】

直線補間を行った実施形態における OFDM 用受信装置の平均 C/N に対するビット誤り率 (BER) のシミュレーション結果を示す図である。

【図 10】

Sinc 関数による補間を行う場合の説明に供する図である。

【図 11】

Sinc 関数による補間を行う場合の補間部 8 の構成を示す図である。

【図 12】

図 11 中の k 番目の推定処理部 4 3 の構成を示す図である。

【図 13】

図 12 中の係数 α 演算回路 4 3 2 の構成を示す図である。

【図 14】

図 12 中の係数 β 演算回路 4 3 3 の構成を示す図である。

【図 15】

図 12 中の係数 γ 演算回路 4 3 4 の構成を示す図である。

【図 16】

図 12 中の係数 ε 演算回路 4 3 5 の構成を示す図である。

【図 17】

S i n c 関数による補間を行った実施形態における O F D M 用受信装置の平均 C / N に対するビット誤り率 (B E R) のシミュレーション結果を示す図である。

【図 1 8】

欧州 D V B - T システム等における O F D M 信号のフォーマットの配置例を示す図である。

【図 1 9】

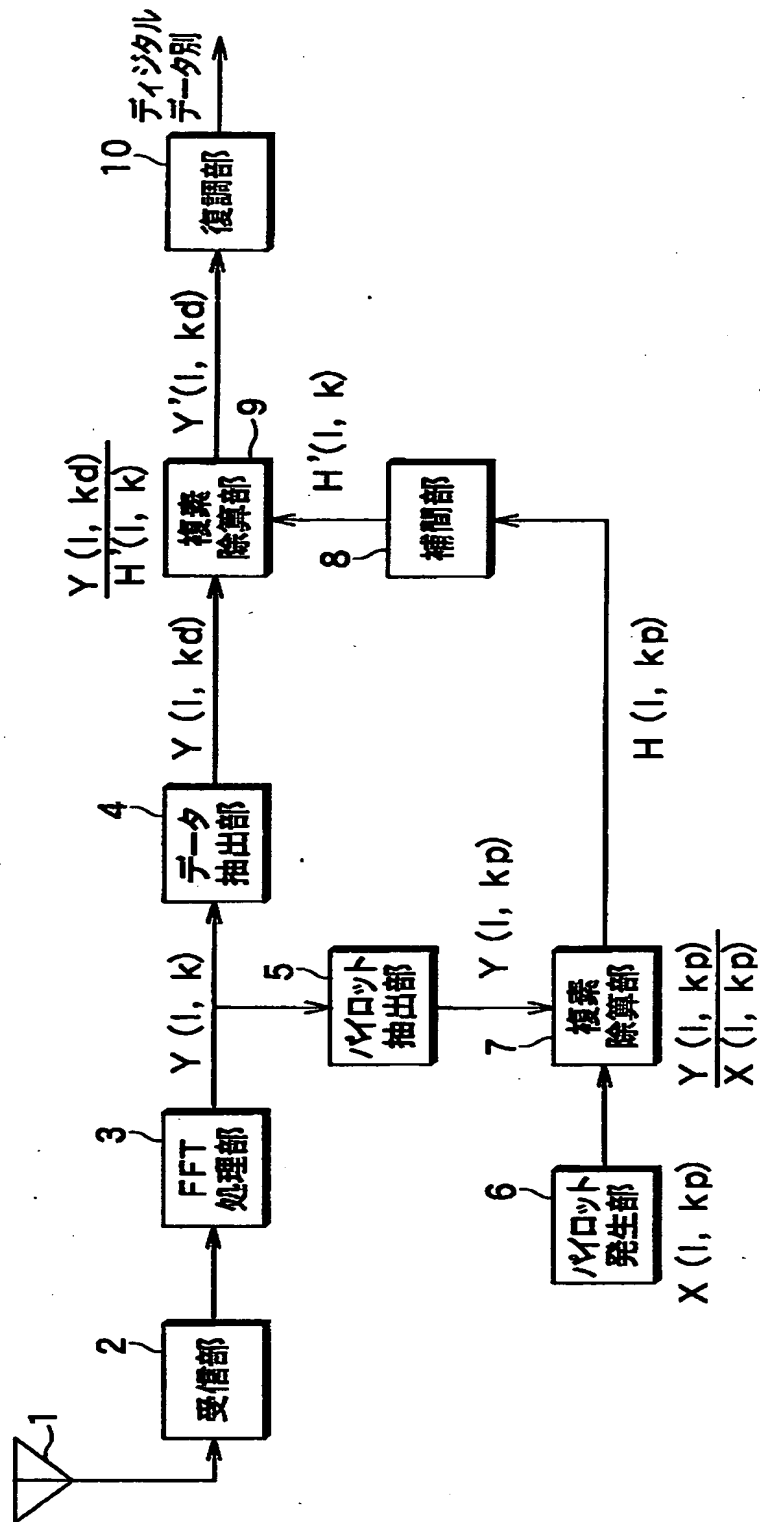
M M A C 用の O F D M 信号フォーマットの配置例を示す図である。

【符号の説明】

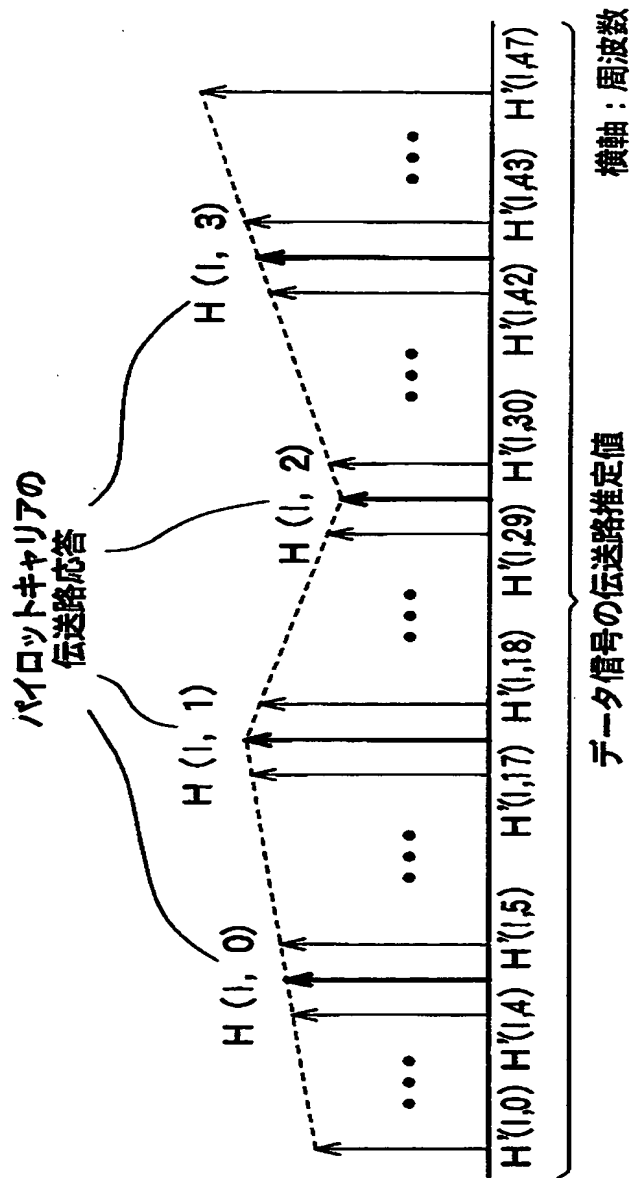
- 1 … アンテナ、 2 … 受信部、 3 … F F T (高速フーリエ変換) 処理部、
- 4 … データ抽出部、 5 … パイロット抽出部、 6 … パイロット発生部、
- 7 … 複素除算部、 8 … 補間部 (直線補間部、 S i n c 関数による補間部)、
- 9 … 複素除算部、 1 0 … 復調部。

【書類名】 図面

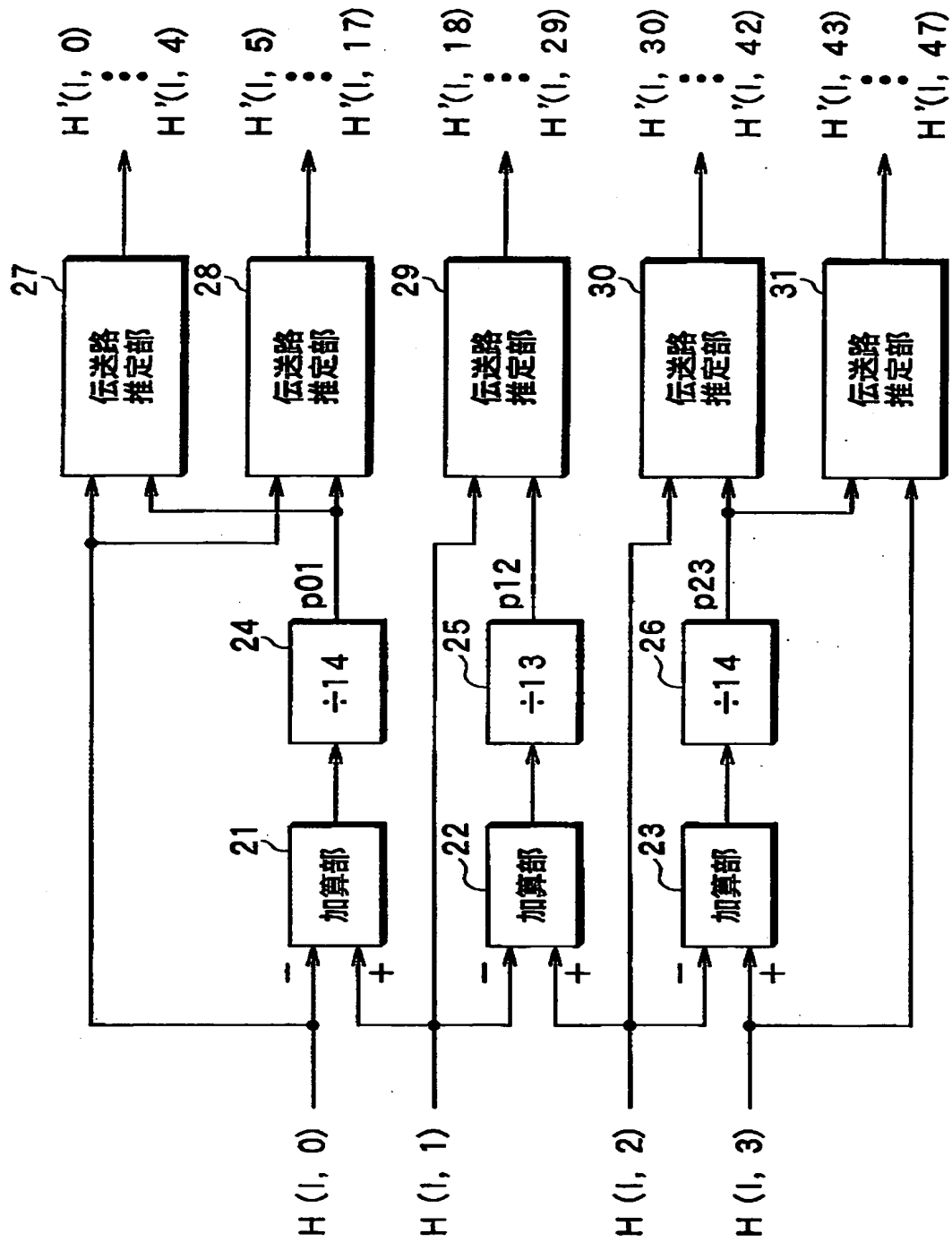
【図1】



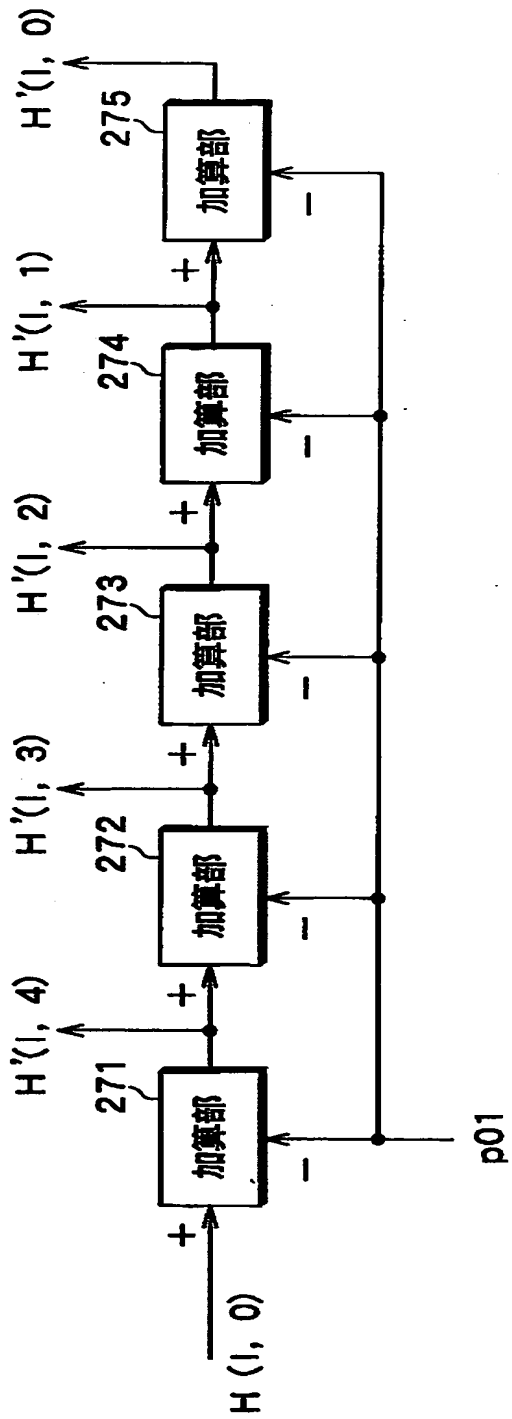
【図 2】



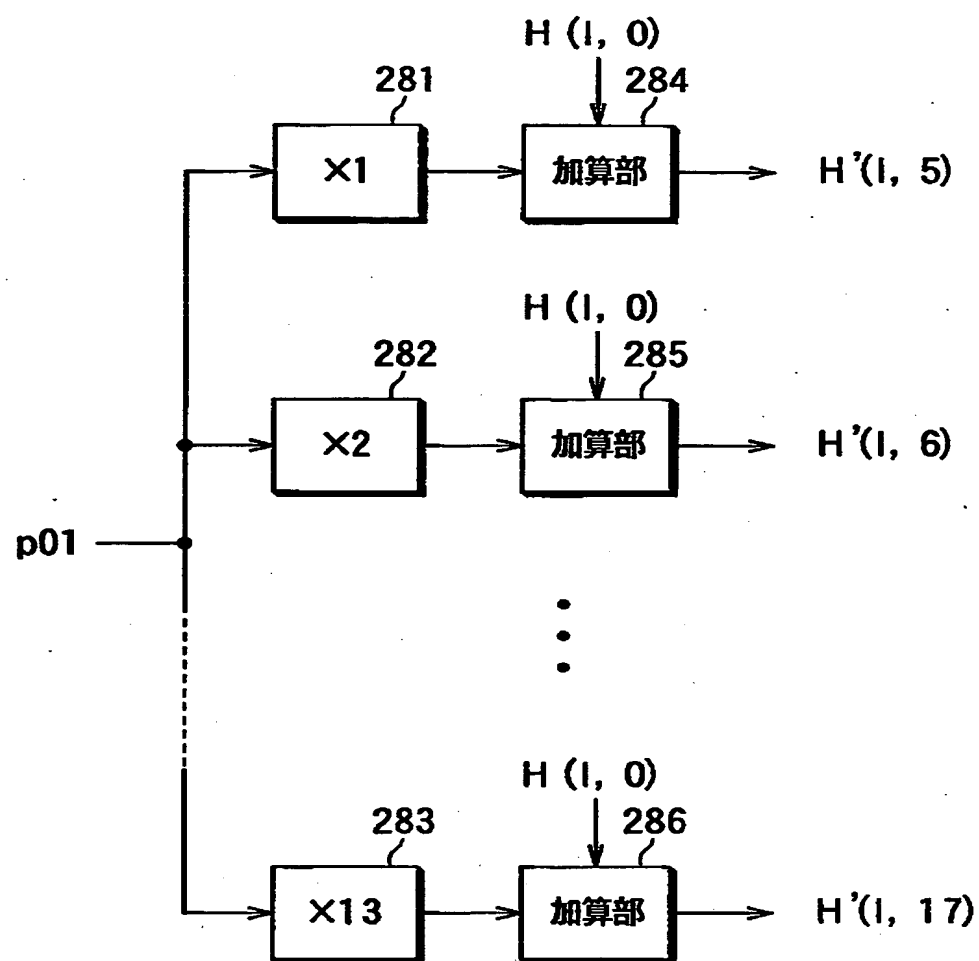
【図 3】



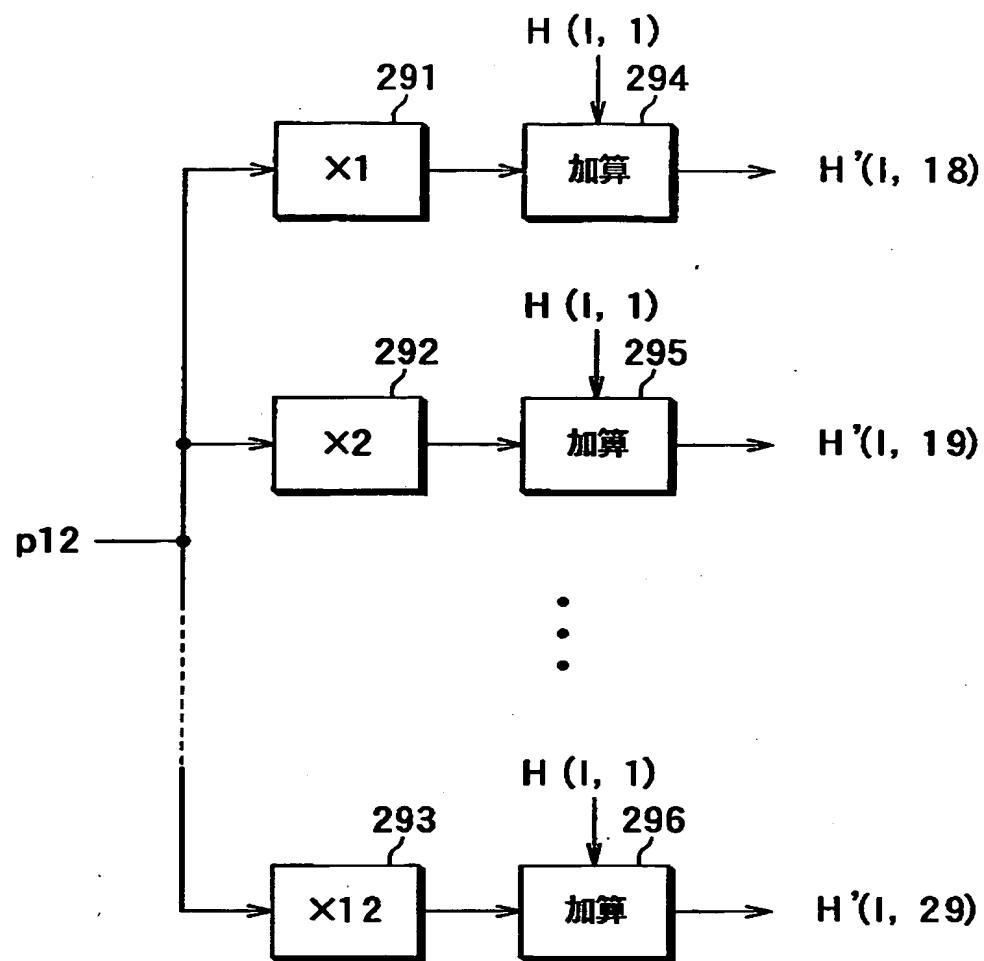
【図4】



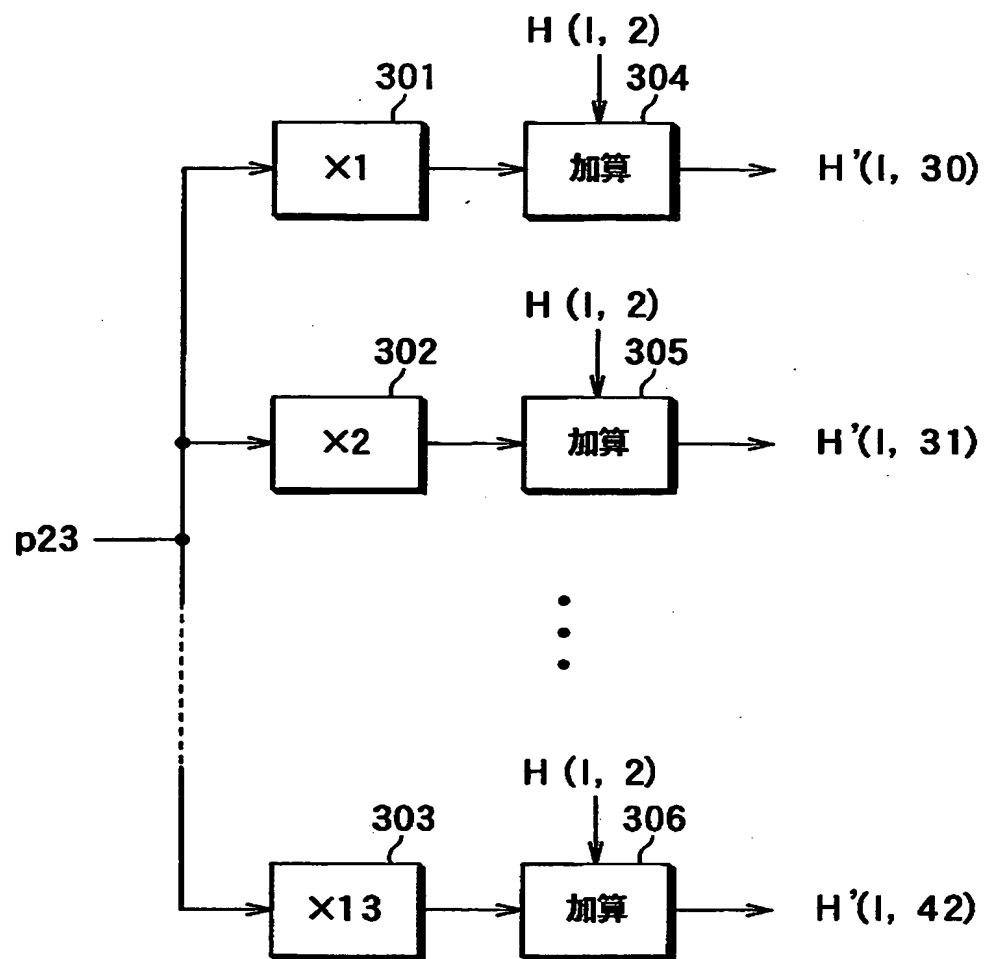
【図 5】



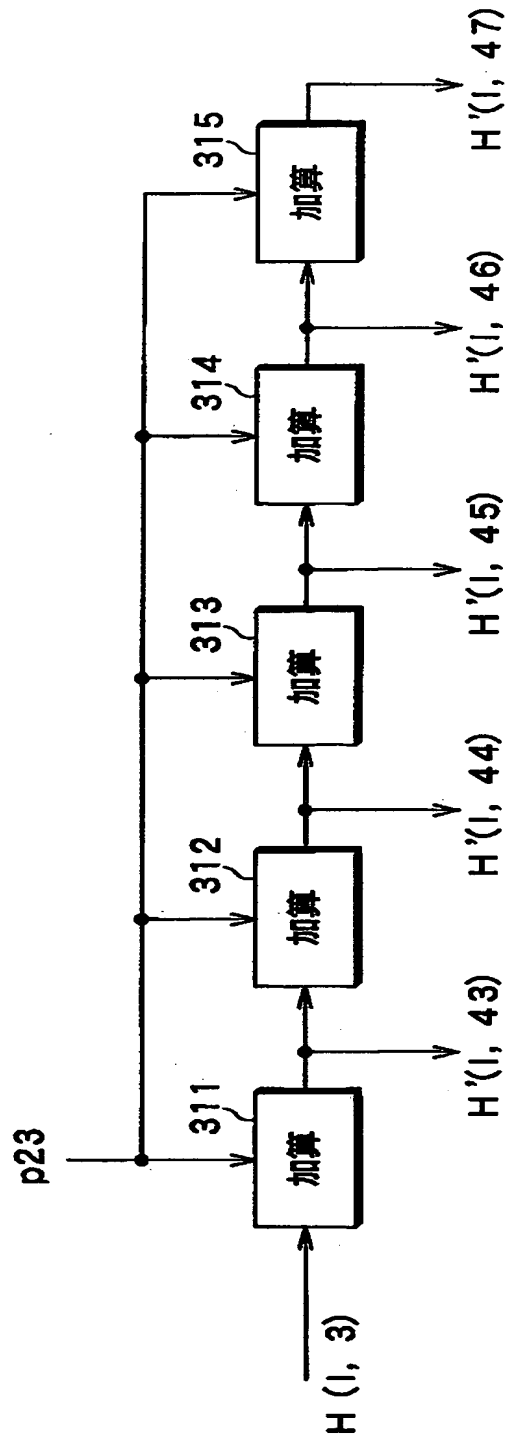
【図 6】



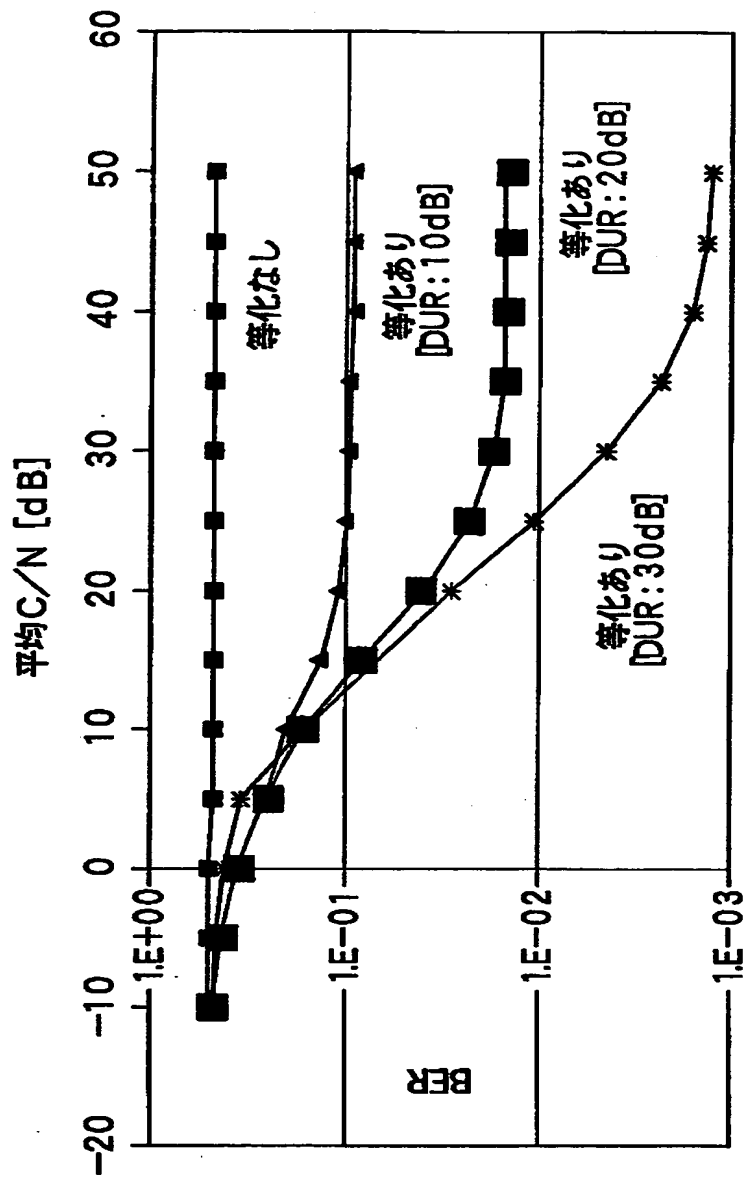
【図 7】



【図 8】

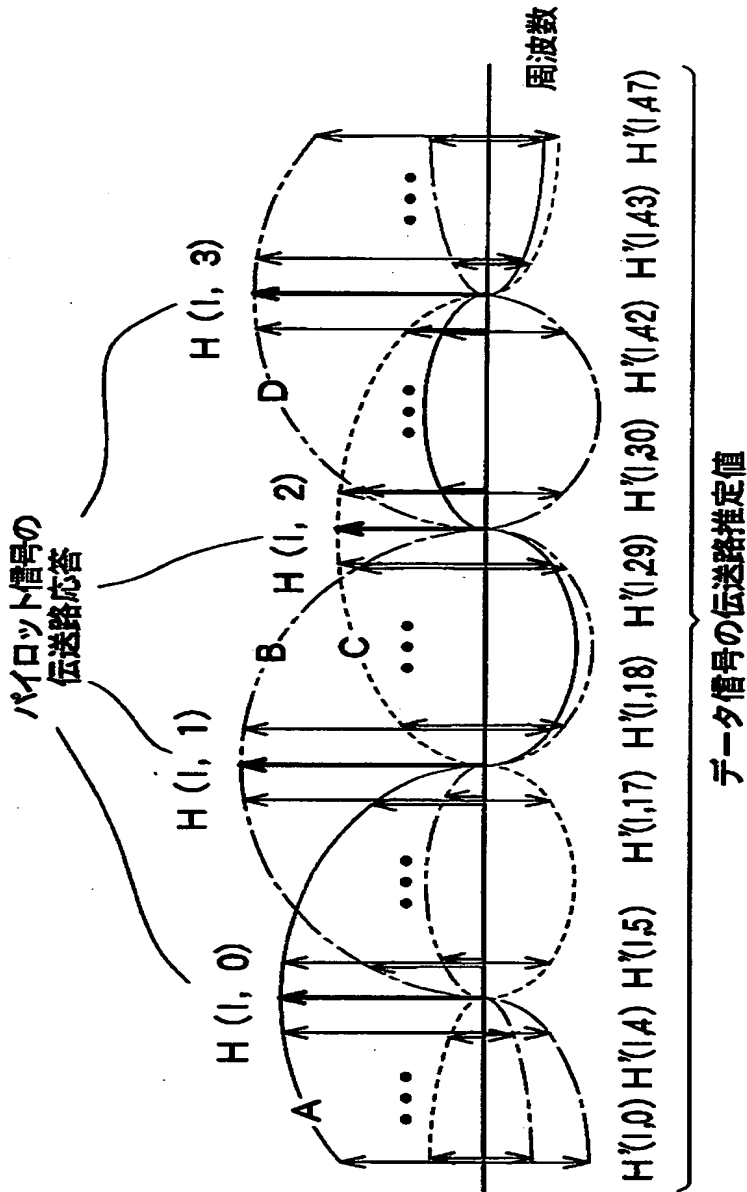


【図9】

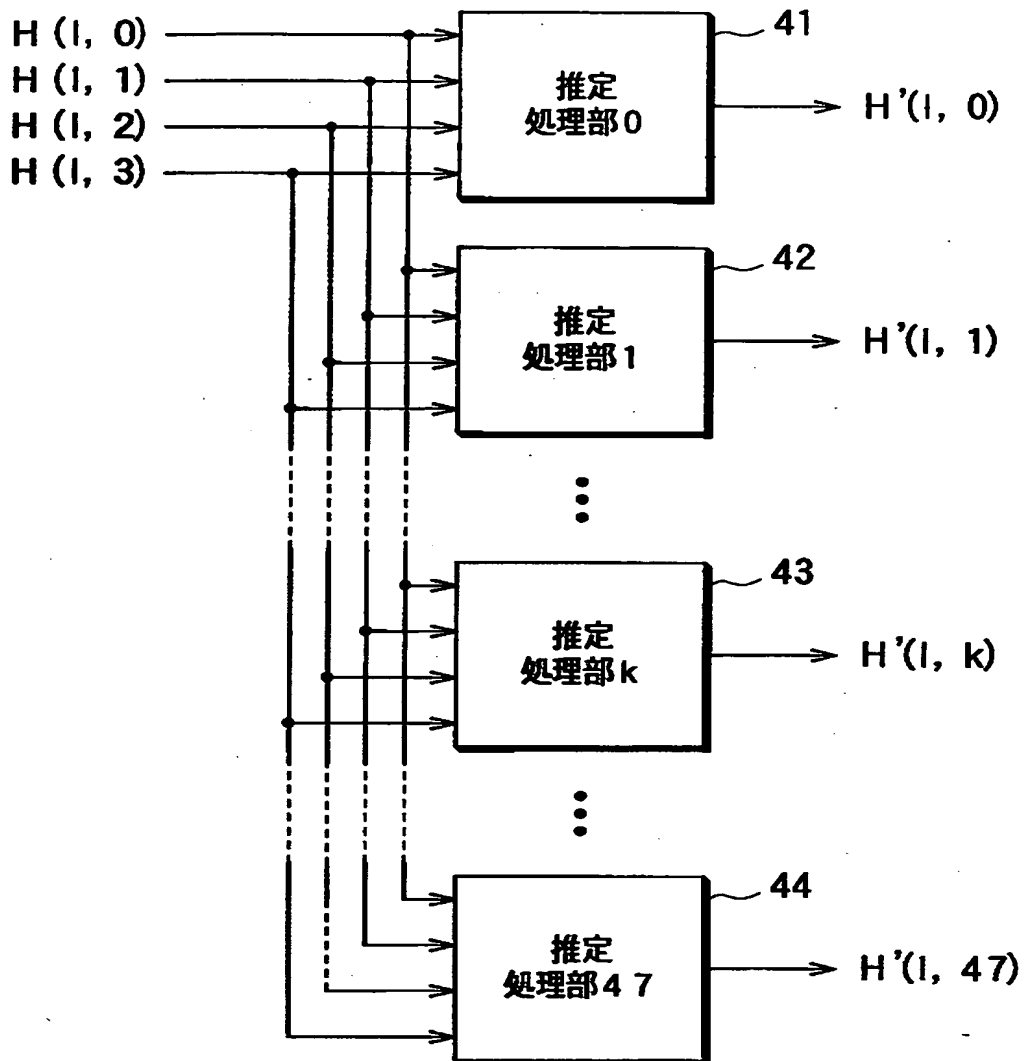


DUR:Desired to Undesired Ratio

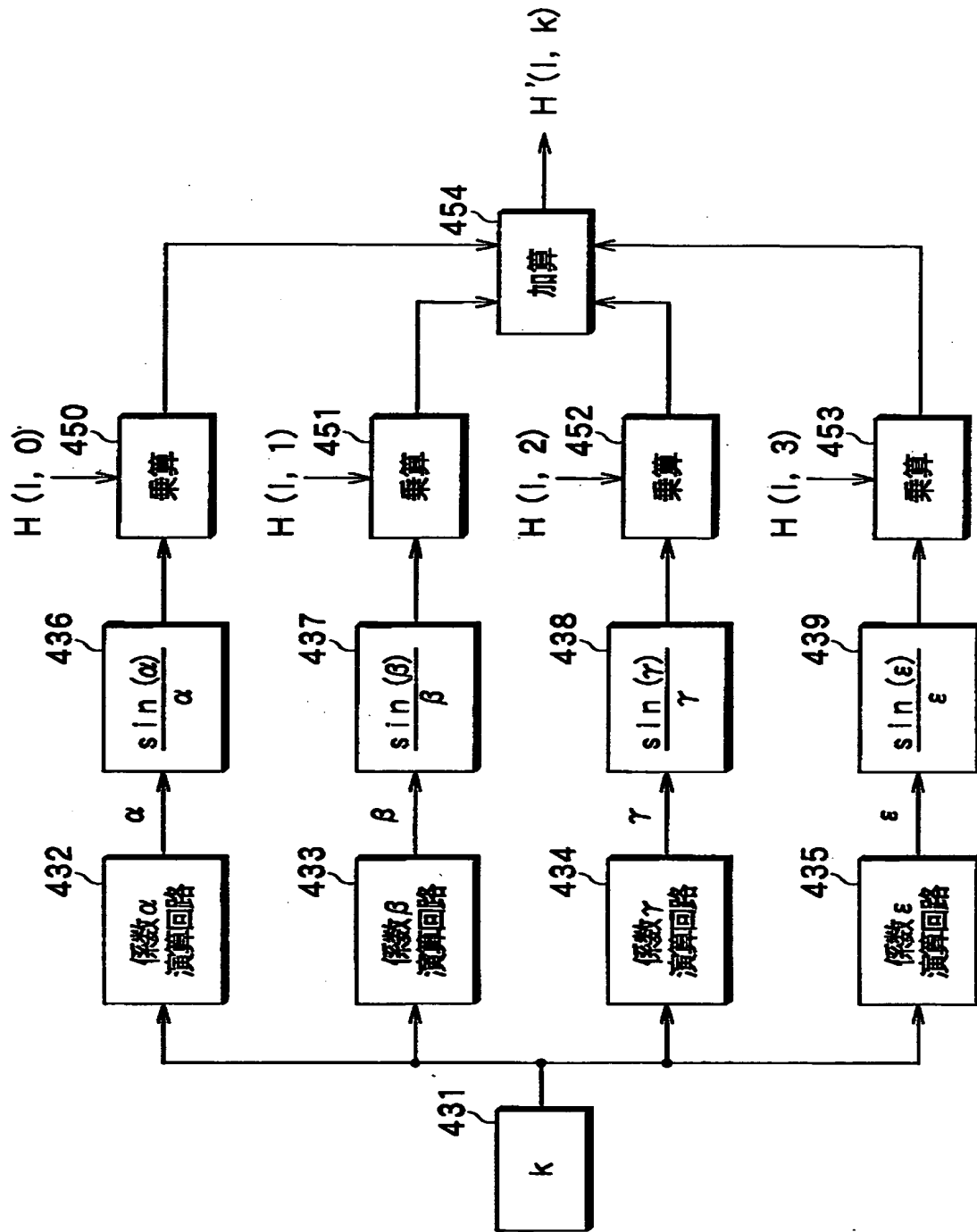
【図10】



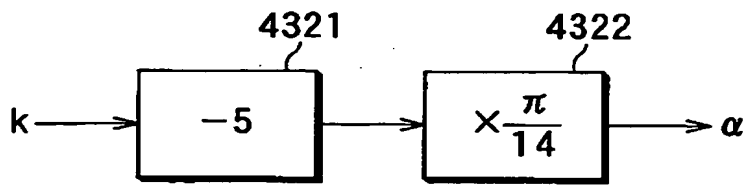
【図 1 1】



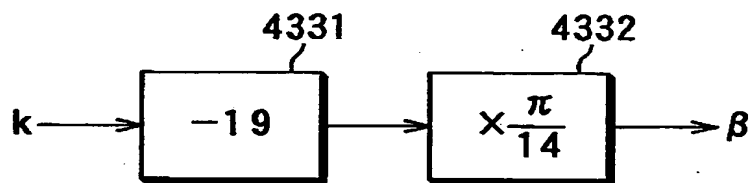
【図 12】



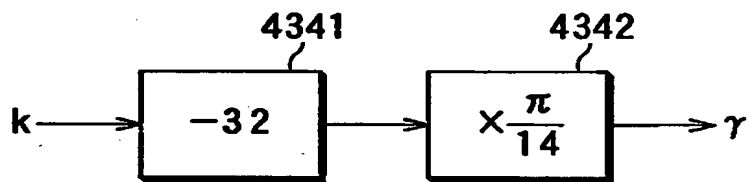
【図 13】



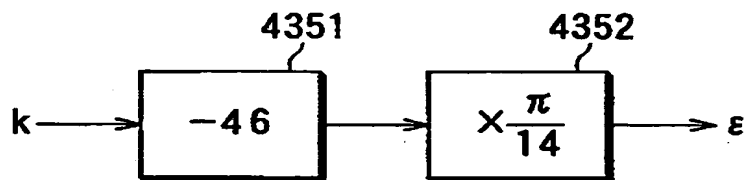
【図 14】



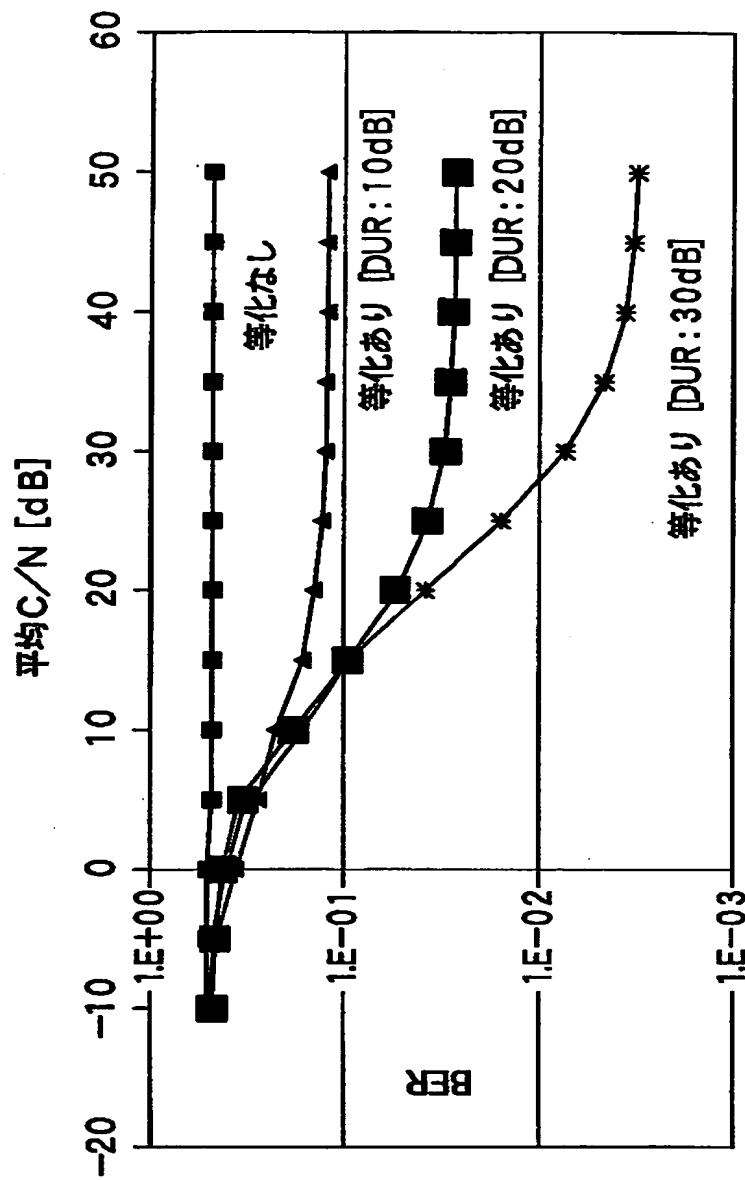
【図 15】



【図 16】

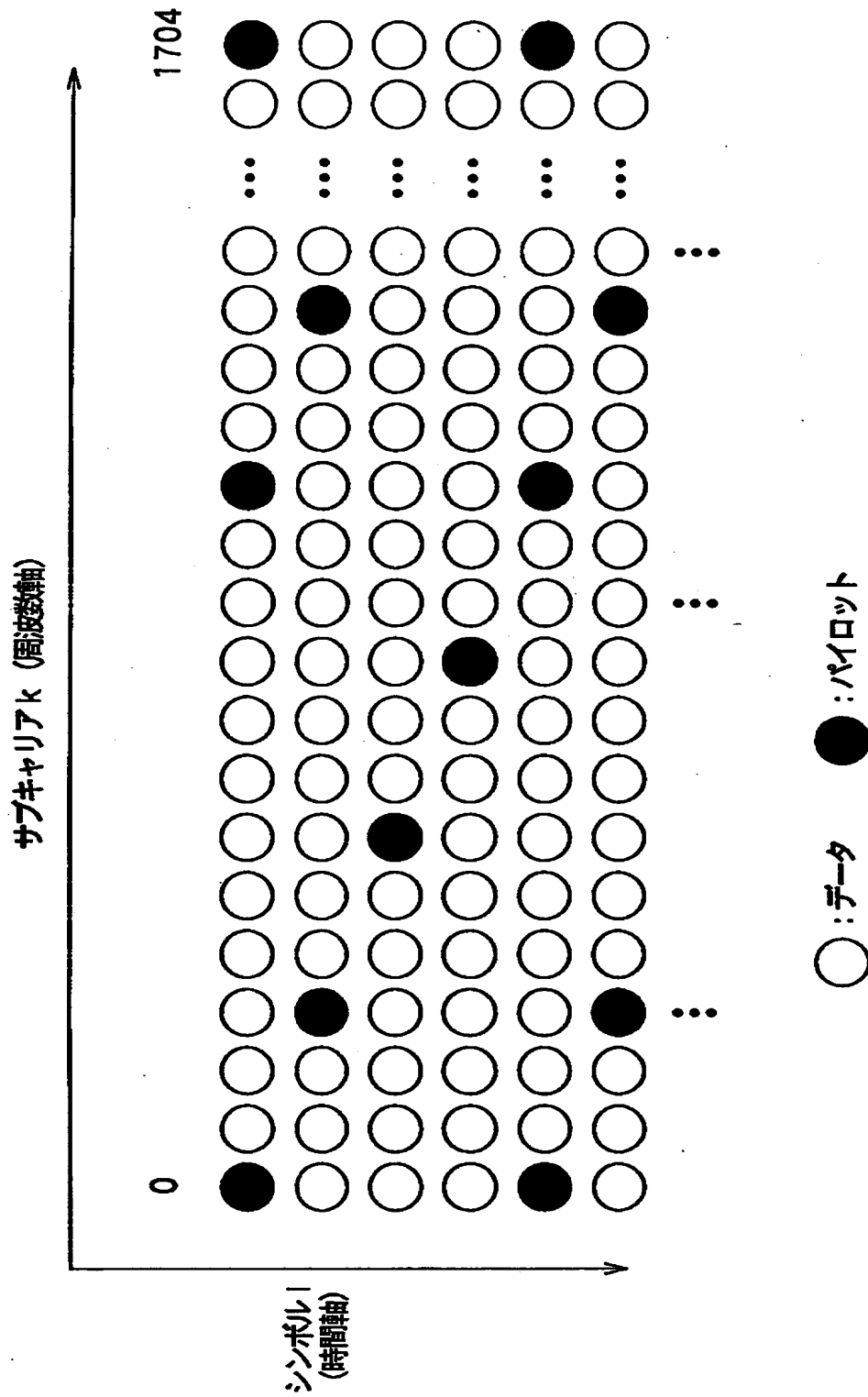


【図 17】

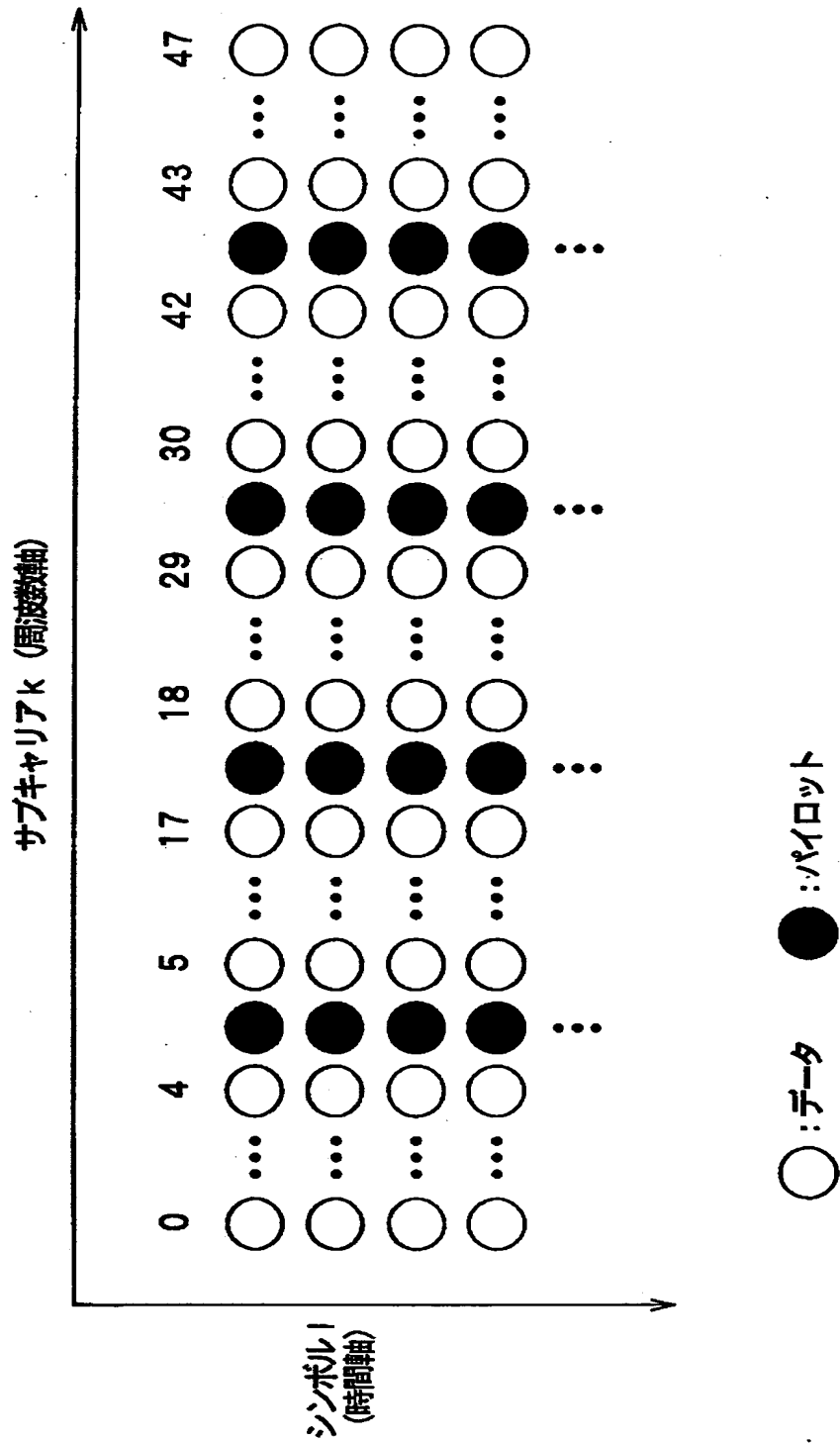


DUR:Desired to Undesired Ratio

【図 18】



【図 19】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 MMAC用のOFDM信号フォーマットに対し、受信したデータ信号の振幅と位相の補正を適正に行う。

【解決手段】 MMAC用のOFDM信号を受信部2で受信した後、FFT処理部3で周波数軸方向の信号 $Y(1, k)$ に変換する。そして、データ抽出部4でデータ信号 $Y(1, k_d)$ を抽出し、パイロット抽出部5でパイロット信号 $Y(1, k_p)$ を抽出する。複素除算部7は、抽出されたパイロット信号を、送信側と同じ振幅と位相を有するパイロット信号 $X(1, k_p)$ で複素除算する。この算出されたパイロット信号の伝送路応答 $H(1, k_p)$ により、補間部8で直線補間を行い、データ信号の伝送路推定値 $H'(1, k)$ を算出する。複素除算部9は、抽出されたデータ信号を、データ信号の伝送路推定値で複素除算を行い、振幅と位相が補正されたデータ信号 $Y'(1, k_d)$ を算出する。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000004260]

1. 変更年月日	1996年10月 8日
[変更理由]	名称変更
住 所	愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地
氏 名	株式会社デンソー